

⑫ 公開特許公報(A)

昭61-139296

⑤ Int. Cl.⁴H 02 P 7/63
H 02 M 7/48

識別記号

庁内整理番号

K-7531-5H
6957-5H

④ 公開 昭和61年(1986)6月26日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全5頁)

⑭ 発明の名称 電圧形インバータの制御方法

⑰ 特 願 昭59-260061

⑱ 出 願 昭59(1984)12月11日

⑲ 発 明 者 宮 下 一 郎 大和市上草柳字扇野338番地1 東洋電機製造株式会社技
術研究所内

⑳ 出 願 人 東洋電機製造株式会社 東京都中央区八重洲2丁目7番2号

明 細 書

1. 発明の名称

電圧形インバータの制御方法

2. 特許請求の範囲

直流電源もしくは整流電源からインバータ回路を介して交流電動機を駆動する電圧形インバータにおいて、前記インバータ回路の出力電圧一定領域における出力電圧一周期 360° のうちの 0° および 180° を挟む前後の所定の位相区間を、相電位の平均値が零から最大値までの直線的に調節する如くパルス幅変調することにより、出力電圧平均値を台形波状に変化させるようにしたことを特徴とする電圧形インバータの制御方法。

3. 発明の詳細な説明

(産業上の利用分野)

本発明は電圧形インバータを可変電圧・可変周波数電源(以下VVVFと称する)として効用し交流電動機を駆動する制御方法に係り、特に出力電圧一定領域において低周波脈動電圧を低減化したパルス幅変調(以下PWM^{という})制御方式による電圧形

インバータの制御方法に関する。

(従来技術とその問題点)

交流電動機を電圧形インバータで駆動する場合、低速時はPWMを行い出力電圧および周波数がほぼ比例するようにし、かつ所定速度に達すると出力電圧も供給直流電圧で決まる最大値に達するようにしておき、その所定速度以上では電圧最大のまま周波数のみ増大させて定出力制御を行うことはよく知られた技術である。特に、低速時には出力電圧を正弦波状にPWM制御することより、電動機トルク脈動を抑制する技術が広く採用されている。

第3図は本発明に係る電圧形インバータの主回路構成例を示すもので、1、1'は直流電源もしくは整流電源の正母線、負母線、2はフィルタコンデンサ、3はインバータ回路、4は交流電動機である。ここに、インバータ回路3はGTOサイリスタやSIサイリスタもしくは強制消弧付サイリスタなどのサイリスタ $TH_1 \sim TH_6$ とダイオード $Di_1 \sim Di_6$ からなるものであり、R、S、Tは交流電動機4への相を示している。

すなわち、第3図に示すものは正母線1，負母線1'より直流電圧 E_D をフィルタコンデンサ2を介してインバータ回路3に供給し、インバータ回路3の出力線が交流電動機4の巻線に接続され、インバータ回路3の各交流出力端子は常に容量の大きいフィルタコンデンサ2で低インピーダンス化された正母線1または負母線1'につながるようにサイリスタ $TH_1 \sim TH_6$ を通電するものとなる。

この種の電圧形インバータにおいては従来前述した如きPWM制御が用いられて電動機駆動を行うものであり、第4図に示す制御方式が採用されるものとなっていた。

第4図は従来方式の一パルス領域の波形例を示すもので、 V_R, V_S, V_T は相電圧、 V_{RS}, V_{ST}, V_{TR} は線間電圧、 V_{RM} は交流電動機4の星形結線のR相コイルにかかる電動機印加電圧である。

このように電動機速度が上昇して所定の速度 V_1 に達すると無変調の矩形波になり、電動機印加電圧 V_{RM} は低速時に正弦波状の変調によって滑らかな波形が得られたとしても、速度 V_1 以上では例示の

その前後の区間 $(-30^\circ \sim 30^\circ), (150^\circ \sim 210^\circ)$ の位相において、平均値が台形波Bで示したように直線的に零から最大値 E_D まで変るようにパルス幅が増減されてなる。また、S相とT相についても同様な変調が行われて第1図(イ)，(ロ)に示した波形となり、線間電圧 $V_{RS}', V_{ST}', V_{TR}'$ の波形および電動機印加電圧 V_{RM}' の波形がこれに対応して第1図(ハ)，(ニ)，(ホ)に示したようになり、台形波Bの如く平均値が緩やかに変化する波形を得るものである。

いま第1図に示した台形波Bの傾斜区間を $(-\varphi_0)$ と (φ_0) とし、ここでPWMによる高調波を仮に無視して台形波Bについてフーリエ級数展開すると、R相電位は第1図(イ)よりつぎの如くである。

$$V_R' = \frac{2E_D}{\pi\varphi_0} \left\{ \sin\varphi_0 \sin\omega t + \frac{\sin 3\varphi_0}{3} \sin 3\omega t + \dots + \frac{\sin(2n+1)\varphi_0}{(2n+1)} \sin(2n+1)\omega t + \dots \right\} \quad (1)$$

ただし、 ω は第3図に示されるインバータ回路3の基本波角周波数である。

ここに、第4図(ロ)に示されるPWM制御を行わない

如くに階段状の波形になっていた。

〔発明の構成〕

本発明は上述したような点に着目しなされたもので、電圧形インバータの出力電圧一周期 360° を挟む前後の位相において、相電位の平均値が零から最大値までの間を直線的にそれぞれ増加・減少するようにPWM制御し、出力電圧平均値を台形波状に変化させる出力電圧一定領域の制御を行う格別な方法を提供するものである。以下、本発明を図面に基づいて説明する。

第1図は本発明が適用された一例の一パルス領域の波形を示すもので、 V_R', V_S', V_T' は相電圧、 $V_{RS}', V_{ST}', V_{TR}'$ は線間電圧、 V_{RM}' は電動機印加電圧、Bは相電圧 V_R', V_S', V_T' と合わせて台形波状を形成する台形波である。ここに、本図の理解を容易にするため第4図と同じ位相について同じスケールで示してある。

第1図において例えば(イ)に示した相電圧 V_R' は、第4図(イ)に示される相電圧 V_R とは異なり 0° および 180° で電位を単に反転させただけのものではなく、

場合のR相電位はつぎの式(2)の通りである。

$$V_R = \frac{2E_D}{\pi} \left\{ \sin\omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \dots + \frac{\sin(2n+1)\omega t}{2n+1} + \dots \right\} \quad (2)$$

かかる式(1)，(2)の両者を比較すれば、各次高調波は相電圧 V_R では $\{1/(2n+1)\}$ の大きさであるのに対して、相電圧 V_R' では $\{1/(2n+1)^2\}$ に減少している。

基本波は第1図に示した波形の相電圧 V_R' で係数 $(\sin\varphi_0/\varphi_0)$ がかかっているが、これは $(\varphi_0=30^\circ)$ では (0.955) 、 $(\varphi_0=15^\circ)$ では (0.988) となり、第4図に示した波形の相電圧 V_R に対して若干減少するが、高調波の低減の方が優っている。ただし、この第1図は $(\varphi_0=30^\circ)$ について描いたものである。

なお、前記の式(1)，(2)には第3高調波が現われるが、三相式の線間電圧波形にしたがって第1図(ハ)，(ニ)と第4図(ハ)，(ニ)，(ロ)においては第3高調波が打ち消され、一般に平衡した三相式の場合3の倍頻調波は現われない。

また、 φ_0 を小さくすると係数 $\{\sin(2n+1)\varphi_0 / (2n+1)\varphi_0\}$ が低次調波では1に近くなって基本波の比率が増すが、あまり高調波低減効果がよくない。これは、 $(\varphi_0 \rightarrow 0)$ のときその係数が1に近づき、すなわち第4図に示したように矩形波に近づいていくことに対応する。そのため $(\varphi_0 = 15^\circ \sim 30^\circ)$ 程度とするのが実用的である。さらには、フーリエ級数の展開式(1)では $(-\varphi_0, \varphi_0)$ 間を鎖線のように平均した場合の扱いで、実際は変調による高い周波数が表れる。これは変調回数が多いほど鎖平均値に近づく。

かくの如きPWM波形の発生についてさらに第2図を参照して詳述する。

第2図は第1図のPWM波形の発生方法を説明するため示したもので、ここに第1図(1)の位相 0° 付近を拡大したものである。

第2図(1)は第4図(1)に示したR相電位の位相 $(-\varphi_0, \varphi_0)$ を拡大して示している。

第2図(2)は波高値 V_A の三角波Aと台形波Bを示し、この波高値Aは制御信号としての動作値であ

る。

台形波Bは第3図に示されるインバータ回路3の出力電圧波形の平均値と相似であり、位相 $(-\varphi_0, \varphi_0)$ では正の傾きをもち位相 0° では中間値 $(V_A/2)$ となる。

三角波Aの周波数は位相 $(-\varphi_0, \varphi_0)$ におけるパルス数で決まるもので、例示の場合 $(2\varphi_0)$ の間に4個のパルスがあるので、

$$\frac{360^\circ}{2\varphi_0} \times 4 \times (\text{インバータ基本周波数})$$

である。三角波Aは位相 0° 、位相 $(\pm\varphi_0)$ で中間値 $(V_A/2)$ となり、このときの傾きは負の値となるような位相につねに同期している。

第2図(1)は三角波Aと台形波Bの交点から決定されたPWM制御信号であり、位相 0° に対して対称である。

このPWM制御信号が第3図に示したサイリスタ TH_1 の通電信号となり、Hレベル時にターンオン信号、Lレベルのときにターンオフ信号が与えられる。サイリスタ TH_4 の通電信号はサイリスタ

TH_1 と逆相でオン、オフが交互に入れ替る。

これは $(0^\circ, 30^\circ)$ のパルス位相および三角波を構成する線分を図示の如くに $\theta_1 \sim \theta_4$ 、 $L_1 \sim L_5$ とすれば、 $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_4$ は $(B, L_1), (B, L_2), \dots, (B, L_4)$ の交点として簡単に求められ、 $(-30^\circ, 0^\circ)$ の間のパルス位相は $(0^\circ, 30^\circ)$ のパルス位相に負号をつけたものである。

そこで、各直線の方程式を求めると、

$$L_0: y = V_A \left(\frac{\theta}{60} + \frac{1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$L_1: y = V_A \left(\frac{\theta - 7.5}{7.5} + \frac{1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$L_2: y = V_A \left(-\frac{\theta - 15}{7.5} + \frac{1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (5)$$

$$L_3: y = V_A \left(\frac{\theta - 22.5}{7.5} + \frac{1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (6)$$

$$L_4: y = V_A \left(-\frac{\theta - 30}{7.5} + \frac{1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (7)$$

これらの方程式を連立させて解くと、 $\theta_1 = 8.57143^\circ$ 、 $\theta_2 = 13.3333^\circ$ 、 $\theta_3 = 25.7143^\circ$ 、 $\theta_4 = 26.6667^\circ$ が求められる。

一般に $(-\varphi_0, \varphi_0)$ 間のパルス数をNとすれば、

$$L_0: y = V_A \left(\frac{\theta}{2\varphi_0} + \frac{1}{2} \right) \quad \dots\dots\dots (8)$$

$$L_{2i-1}: y = V_A \left\{ \frac{\theta - (2i-1)\Delta\varphi_0}{\Delta\varphi_0} + \frac{1}{2} \right\} \quad \dots\dots\dots (9)$$

$$L_{2i}: y = V_A \left\{ \frac{\theta - 2i\Delta\varphi_0}{\Delta\varphi_0} + \frac{1}{2} \right\} \quad \dots\dots\dots (10)$$

$$\text{ただし } i = 1.2. \dots\dots, \frac{N}{2} \text{ (Nは偶数)}$$

$$\Delta\varphi_0 = \frac{\varphi_0}{N} \quad \dots\dots\dots (11)$$

したがって、位相 $\theta_1 \sim \theta_N$ は上式を連立してつぎのように求められる。

$$\theta_{2i-1} = \frac{2i-1}{2N-1} \cdot 2\varphi_0 \quad \dots\dots\dots (12)$$

$$\theta_{2i} = \frac{2i}{2N+1} \cdot 2\varphi_0 \quad \dots\dots\dots (13)$$

このように式(12)、(13)により全ての場合についてパルス位相の $(\theta_{2i-1}), (\theta_{2i})$ が求まっているから、これらの情報を半導体メモリに貯わえておくことにより、VVVFインバータの基本波位相に同期さ

せて読み出す方式とすれば簡便である。また、アナログ、デジタルのハイブリッド回路を用いることから、第2図に示した三角波Aを発生させてコンパレータにより (θ_{2i-1}) 、 (θ_{2i}) が得られることは勿論である。なお、位相 180° 前後のパルス位相は、波形全体が 90° に関して対称であることを用い同様に求めることができる。

(発明の効果)

以上説明した如く本発明によれば、VVVF電圧形インバータによる交流電動機の一パルス領域もしくは出力電圧一定領域において抑制し得なかった低次高調波を、基本波電圧を殆ど犠牲にすることなく格別に低減し得る電圧形インバータの制御方法を提供できる。

4. 図面の簡単な説明

第1図および第2図は本発明が適用された一例の一パルス領域の波形を示す図およびPWM波形の発生方法を説明するため示した部分拡大図、第3図は本発明に係る電圧形インバータの主回路構成例を示す接続図、第4図は従来方式の一パルス領域

域の波形例を示す図である。

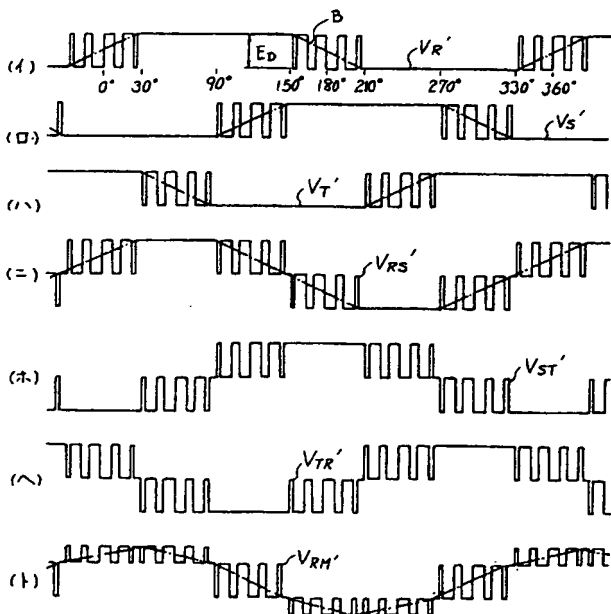
3 …… インバータ回路、4 …… 交流電動機、 V_R 、 V_S 、 V_T 、 V_R' 、 V_S' 、 V_T' …… 相電圧、 V_{RS} 、 V_{ST} 、 V_{TR} 、 V_{RS}' 、 V_{ST}' 、 V_{TR}' …… 線間電圧、 V_{RM} 、 V_{RM}' …… 電動機印加電圧、A …… 三角波、B …… 台形波。

特 許 出 願 人

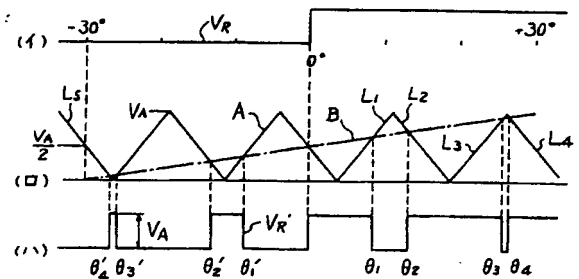
東洋電機製造株式会社

代表者 土 井 厚

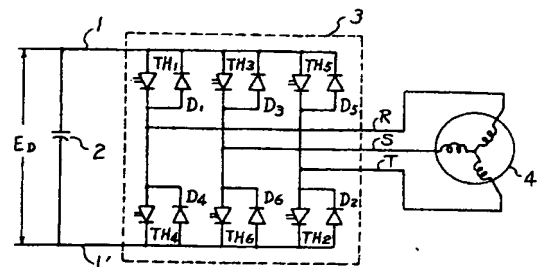
第1図



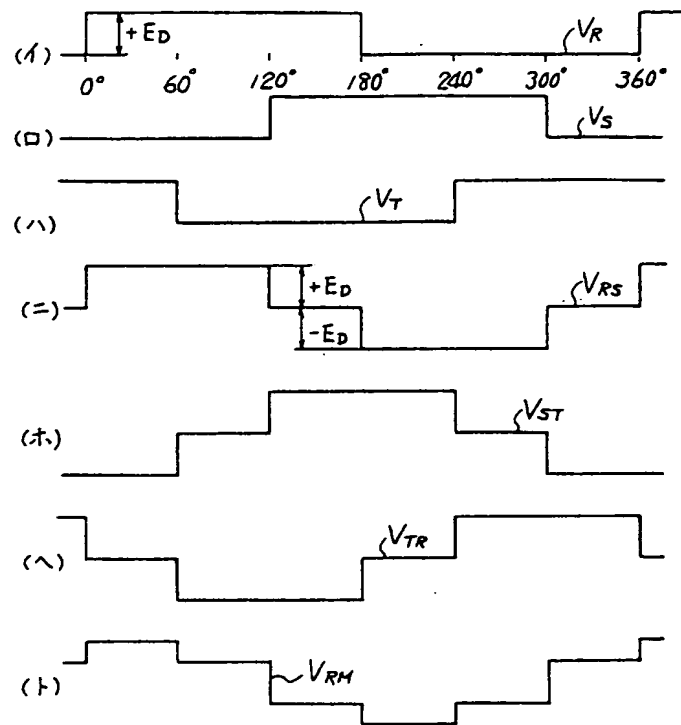
第2図



第3図



第 4 図



THIS PAGE BLANK (USPTO)

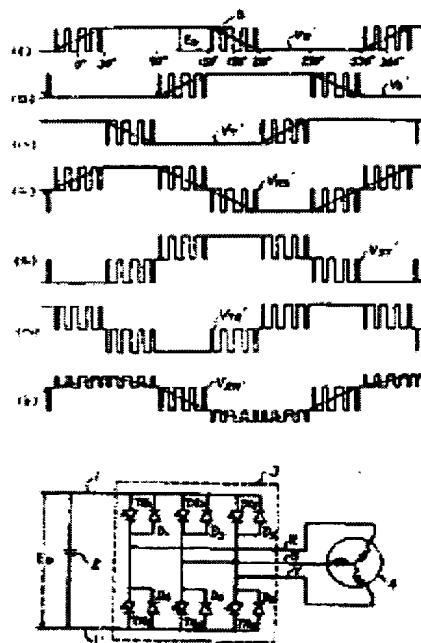
METHOD OF CONTROLLING VOLTAGE TYPE INVERTER

Patent number: JP61139296
Publication date: 1986-06-26
Inventor: MIYASHITA ICHIRO
Applicant: TOYO ELECTRIC MFG CO LTD
Classification:
- international: *H02M7/48; H02P27/06; H02M7/48; H02P27/04; (IPC1-7): H02M7/48*
- european: H02M7/48; H02P27/06
Application number: JP19840260061 19841211
Priority number(s): JP19840260061 19841211

[Report a data error here](#)

Abstract of JP61139296

PURPOSE: To reduce a low frequency pulsating voltage by pulse-width modulating to linearly regulate between zero and the maximum value in the average value of a phase voltage in the prescribed phase before and after one period 360 deg. of the output voltage of an inverter. **CONSTITUTION:** A DC voltage ED from positive and negative buses 1, 1' is supplied through a filter capacitor 2 to an inverter 3 to PWM-control the inverter, thereby driving a motor 4. At this time, the average value of the phase voltage is PWM-controlled to increase or decrease linearly between zero and the maximum value in the phase before and after one period 360 deg. of the output voltage of the inverter to vary the average value of the output voltage in a trapezoidal shape. Thus, a low order harmonic wave can be particularly reduced without almost sacrificing basic wave voltage.



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

Docket # ZTP03P01872

Applic. # _____

Applicant: DeFilippis, et al.

Lerner Greenberg Sterner LLP
Post Office Box 2480
Hollywood, FL 33022-2480
Tel: (954) 925-1100 Fax: (954) 925-1101